

PATENT ABSTRACTS OF JAPAN

(11)Publication number : 04-237229

(43)Date of publication of application : 25.08.1992

(51)Int.Cl.

H04J 13/00

(21)Application number : 03-020457

(71)Applicant : SONY CORP

(22)Date of filing : 21.01.1991

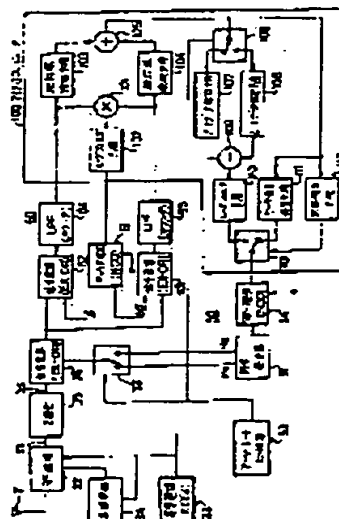
(72)Inventor : HORI KATSUYA
YOSHIDA TADAO
YAMATANI WATARU
MORINAGA EIICHIRO

(54) SPREAD SPECTRUM SIGNAL RECEIVER

(57)Abstract:

PURPOSE: To obtain a stable level output of a control signal taking correlation between a pseudo noise code in a reception signal and a pseudo noise code in a receiver even when a received spread spectrum signal is binarized and subjected to digital processing.

CONSTITUTION: A reception signal is converted into an intermediate frequency signal and the resulting intermediate frequency signal is binarized. Absolute value detection means 103,104 apply absolute value detection to output of low pass filters 64,65 of counter configuration to obtain correlation outputs whose phases are deviated by $\pi/2$ and an adder means 105 adds both the absolute value detection outputs. Whether or not the correlation is taken is discriminated from the adder output.



LEGAL STATUS

[Date of request for examination]

[Date of sending the examiner's decision of rejection]

[Kind of final disposal of application other than the examiner's decision of rejection or application converted registration]

[Date of final disposal for application]

[Patent number]

[Date of registration]

[Number of appeal against examiner's decision of rejection]

[Date of requesting appeal against examiner's decision of rejection]

Best Available Copy

[Date of extinction of right]

Copyright (C); 1998,2000 Japan Patent Office

特開平4-237229

(43)公開日 平成4年(1992)8月25日

(51) Int.Cl.:

H 0 4 J 13/00

識別記号

厅内整理番号

A 7117-5K

FI

技術表示箇所

審査請求 未請求 請求項の数1 (全 13 頁)

(21)出願番号 特願平3-20457

(22)出願日 平成3年(1991)1月21日

(71)出願人 000002185

ソニー株式会社

東京都品川区北品川6丁目7番35号

(72)發明者 堀 克弥

東京都品川区北品川6丁目7番35号 ソニ
ー株式会社内

(72)発明者 吉田 忠雄

東京都品川区北品川6丁目7番35号 ソニ
ー株式会社内

(72)発明者 山谷 澹

東京都品川区北品川6丁目7番35号 ソニ
ー株式会社内

(74)代理人 弁理士 佐藤 正美

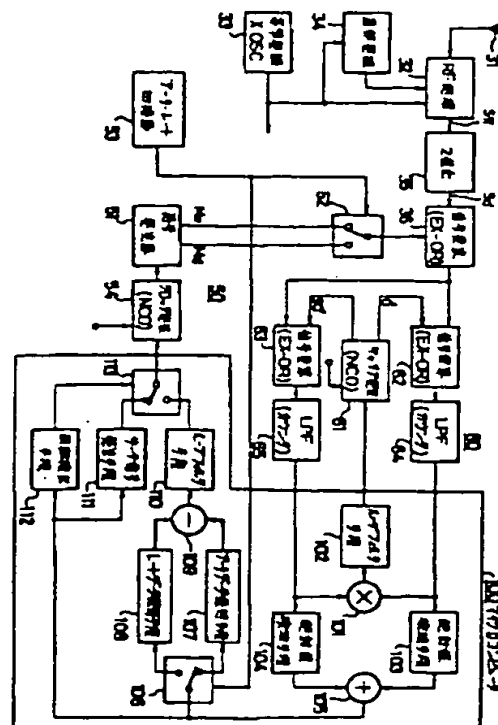
[最終頁に続く](#)

(54) 【発明の名称】 **スペクトラム拡散信号受信装置**

(57) 【要約】

【目的】 受信したスペクトラム拡散信号を2値化して、デジタル処理する場合においても、受信信号中の疑似雑音符号と受信装置の疑似雑音符号との相関を取るための制御信号を安定なレベル出力を得る。

【構成】 受信信号を中間周波信号に変換し、その中間周波信号を2値化する。互いに $\pi/2$ 位相がずれた状態の相関出力を得るカウンタ構成のローパスフィルタ64、65の出力を絶対値検波手段103及び104で絶対値検波し、加算手段105で両絶対値検波出力を加算する。その加算出力から相関が取れているか否かを判断する。



【特許請求の範囲】

【請求項1】 搬送波が疑似雑音符号によってスペクトラム拡散変調されたスペクトラム拡散信号を、中間周波信号に変換する高周波処理回路と、前記高周波処理回路からの中間周波信号を2値化する2値化回路と、疑似雑音符号発生器と、この疑似雑音符号発生器の出力疑似雑音符号の位相とチップ速度とを制御するための符号駆動装置と、前記2値化回路からの2値化信号と前記疑似雑音符号発生器の出力疑似雑音符号との乗算を行う第1の乗算回路と、前記中間周波信号中に含まれる低域変換された搬送波に追従し、かつ、互いに $\pi/2$ 位相の異なる第1及び第2のキャリア信号を出力するための数値制御型可変周波数発振器と、前記第1の乗算回路の出力信号と、前記互いに $\pi/2$ 位相の異なる前記第1及び第2のキャリア信号とを、それぞれ乗算する第2及び第3の乗算回路と、この第2及び第3の乗算回路の出力信号が供給されるカウンタからなる第1及び第2のローパスフィルタと、前記第2及び第3のローパスフィルタの出力である計数結果出力を絶対値検波する第1及び第2の絶対値検波手段と、この絶対値検波出力を加算する加算手段と、この加算手段の出力に基づいて、前記疑似雑音符号発生器からの出力疑似雑音符号の位相が、受信したスペクトラム拡散信号に含まれる疑似雑音符号の位相に一致するように前記符号駆動装置を制御する制御信号を生成する制御手段とを備えてなるスペクトラム拡散信号受信装置。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【産業上の利用分野】 この発明は、例えば移動体の位置測定システムに使用する衛星信号等のスペクトラム拡散信号の受信装置に関する。

【0002】

【従来の技術】 地球を周回する複数個の人工衛星を利用して移動体の位置を測定するシステムが提案されているが、この種のシステムにおいては、衛星信号にはスペクトラム拡散変調が施されている。例えばGPS (Global Positioning System) と呼ばれる位置測定システムにおいては、衛星信号は、50bpsの軌道パラメータデータ(衛星の時刻、位置を示す軌道データ等)が、チップ速度1.023MHz、周期1msecの疑似雑音符号(例えばGOLD符号)でスペクトラム拡散変調される共に、1575.42MHzと、1227.6MHzの2つの搬送波が直交位相変調(2相PSK変調)されて送信されている。

【0003】 GPS受信機は、少なくとも3個の衛星からの信号を受信して、それぞれ前記搬送波に対する追従とスペクトラム逆拡散の処理を行い、各衛星の軌道パラメータデータを復調し、各信号の到達時間(この衛星信号の到達時間から衛星とユーザとの間の距離を得る)と衛星位置とを得る。ユーザの位置は、測定した各衛星位置を原点とし、測定した距離を半径として各衛星を中心

とした球を描き、その交点から3次元的に決定することができる。

【0004】 図9は、従来のGPS受信機の構成例である。アンテナ1に受信された信号は、高周波処理回路2に供給され、搬送波が10.7MHz(信号帯域は 10.7 ± 1.023 MHz)の中間周波信号に低域変換される。

【0005】 この中間周波信号は、以下に説明するような受信復調部に供給される。この受信復調部は、スペクトラム拡散変調を復調する逆拡散のための帰還ループと、軌道パラメータデータ・ビットによる2相変調を復調する帰還ループとで構成される。

【0006】 この例の場合、逆拡散復調の帰還ループでは、いわゆるタウ・ディザ追跡法が用いられる。すなわち、20は、受信機側の疑似雑音符号を発生する符号発生器で、これよりは1チップ時間の位相差のある進み(ア—リ)符号Meと、遅れ(レ—ト)符号Mdとを発生する。

【0007】 この符号発生器20からのア—リ符号Me及びレ—ト符号Mdは、進み・遅れ符号選択器21に供給され、この符号選択器21がア—リ・レ—ト切換器22により1msec毎に切り換えられることにより、この符号選択器21から合成疑似雑音符号が得られ、これが平衡変調器3に供給される。そして、高周波処理回路2からの中間周波信号が、この平衡変調器3に供給されて、この合成疑似雑音符号によって平衡変調される。

【0008】 符号発生器20は、符号駆動装置としてのクロック発生器23からの後述するように位相及び周波数が制御されたクロックにより、ア—リ及びレ—トの疑似雑音符号Me及びMdの位相及び周波数(チップ速度)が、高周波処理回路2からの中間周波信号に含まれる疑似雑音符号の位相及び周波数(チップ速度)に一致するように制御される。そして、この閉ループ制御の結果、平衡変調器3から逆拡散がなされた信号Siが得られる。

【0009】 データ・ビットを復調するための帰還ループは、この例ではコスタス・ループが用いられる。このコスタス・ループは、電圧制御型可変周波数発振器(以下VCOと称する)と90°移相器とからなるキャリア発生器4と、第1及び第2のアナログ乗算器5及び6と、ローパスフィルタ7及び8と、第3のアナログ乗算器9と、ループフィルタ10とからなる。

【0010】 そして、キャリア発生器4からは、直交位相の第1及び第2のキャリア信号($\cos \omega t$ 及び $\sin \omega t$)が得られ、これらは第1及び第2の乗算器5及び6にそれぞれ供給され、平衡変調器3からの逆拡散された中間周波信号($\pm A \cos(\omega t + \phi)$)とそれぞれ乗算される。この第1及び第2の乗算器5及び6の出力は、ローパスフィルタ7及び8をそれぞれ通じて第3の乗算器9に供給されて乗算される。この第3の乗算器9の出力レベルは、受信信号の搬送波成分とキャリア発

生器4からのキャリアとの位相差を反映している。この乗算器9の出力は、ループフィルタ10を介してキャリア発生器4に供給され、これによりキャリア発生器4のVCOが制御されて、キャリア発生器4の出力キャリア信号の位相が、信号Si中の搬送波成分に追従するようにされる。

【0011】また、コスタス・ループの第1及び第2のローパスフィルタ7及び8の出力($\pm 1/2 A \cos \phi$ 及び $\pm 1/2 A \sin \phi$)は、それぞれ自乗検波器11及び12に供給されて自乗検波される。そして、各自乗検波出力が加算器13に供給されて加算される。この加算器13の加算出力は、受信した疑似雑音符号と、符号発生器20からの疑似雑音符号との相関レベルを示すものである。

【0012】この加算器13の加算出力は、アナログスイッチ14を介してそれぞれ積分器からなるアーリデータ保持器15及びレートデータ保持器16に供給される。アナログスイッチ14は、アーリ・レート切換器22からの切換信号により進み・遅れ符号選択器21の切換に同期して切り替えられる。したがって、アーリデータ保持器15には、符号発生器20からの疑似雑音符号が進み符号Meのときの相関レベル出力が蓄積され、レートデータ保持器16には、符号発生器20からの疑似雑音符号が遅れ符号Mdのときの相関レベル出力が蓄積される。

【0013】これらアーリデータ保持器15及びレートデータ保持器16の相関レベル出力は、例えば差動アンプからなる減算器17に供給されて、両者の相関レベル出力の差が得られる。この差の出力は、受信した疑似雑音符号と符号発生器20からの疑似雑音符号との位相差を反映している。この差の出力は、ループフィルタ18を介して符号駆動装置としてのクロック発生器23のVCOに供給され、前述したように、符号発生器20の出力疑似雑音符号が、受信した疑似雑音符号に追従するように制御される。

【0014】また、加算器13からの相関レベル出力は、サーチ/同期検出器19に供給され、このサーチ/同期検出器19により、前記疑似雑音符号の位相引き込み過程において、受信した疑似雑音符号との所定の相関が得られるまでは、クロック発生器23からの出力クロックの周波数が大きく変化させられ、符号発生器20からの疑似雑音符号の周波数及び位相が大きく動かされてサーチがなされる。そして、一旦、相関が得られた後は、サーチが停止され、その後は、クロック発生器23がループフィルタ18の出力により制御される。

【0015】以上のようにして、スペクトラム拡散変調された受信信号が逆拡散の帰還ループにより復調され、また、データ・ビットがコスタス・ループにより復調される。そして、データ・ビットの復調出力は、ローパスフィルタ7から得られ、このデータ・ビットがデータ復

調回路(図示せず)に供給されて、軌道パラメータデータが復調されるものである。

【0016】

【発明が解決しようとする課題】しかしながら、上述した従来のスペクトラム拡散信号受信装置は、受信機側の疑似雑音符号との相関を得るために平衡変調器3を必要とし、このため、この平衡変調器3の平衡性を保つためのアナログ回路技術を必要とする問題があった。

【0017】そこで、受信したスペクトラム拡散信号を2値化して、以後の処理をデジタル化することが考えられる。

【0018】ところが、その場合に、受信信号中の疑似雑音符号と受信装置の符号発生器からの疑似雑音符号との相関が取れているか否かを示す相関レベルを、図9の従来例のように、ローパスフィルタ7、8の出力を自乗検波したものの加算出力から得ると、次のような問題がある。

【0019】すなわち、図9に示した従来のアナログ構成においては、ローパスフィルタ7、8の相関出力は、前記相関が取れていれば、図2Aで破線(イ)、(ロ)で示すように余弦波及び正弦波の関係になる。したがって、これを自乗検波して互いに加算すると、一定のレベルの信号が得られることになる。ところが、デジタル構成の場合、ローパスフィルタ7、8の出力は、2値信号であり、このローパスフィルタ7、8の相関出力は、前記相関が取れているときには、図2Aで実線(ハ)、(ニ)で示すように、三角波状になる。このため、ローパスフィルタ7、8の出力を従来と同様に自乗検波して加算すると、その加算出力は、図2Bに示すように、相関が取れているにもかかわらず、出力レベルが一定とならず、相関が取れているか否かを判別することが困難になる。

【0020】この発明は、以上の点にかんがみ、受信装置の回路構成をデジタル化した場合においても、良好な相関レベル出力を得ることができるようにしたものである。

【0021】

【課題を解決するための手段】以上の目的を達成するために、この発明によるスペクトラム拡散信号受信装置は、図1の実施例に対応させると、搬送波が疑似雑音符号によってスペクトラム拡散変調されたスペクトラム拡散信号を、中間周波信号に変換する高周波処理回路32と、この高周波処理回路32からの中間周波信号を2値化する2値化回路35と、疑似雑音符号発生器51と、この疑似雑音符号発生器51の出力疑似雑音符号の位相とチップ速度を制御するための符号駆動装置54と、2値化回路35からの2値化信号と疑似雑音符号発生器51の出力疑似雑音符号との乗算を行う第1の乗算回路36と、前記中間周波信号中に含まれる低域変換された搬送波に追従し、かつ、互いに $\pi/2$ 位相の異なる第1及

5

び第2のキャリア信号を出力するための数値制御型可変周波数発振器61と、第1の乗算回路36の出力信号と、前記第1及び第2のキャリア信号とを、それぞれ乗算する第2及び第3の乗算回路62及び63と、この第2及び第3の乗算回路62、63の出力信号が供給されるカウンタからなる第1及び第2のローパスフィルタ64及び65と、この第2及び第3のローパスフィルタ64及び65の出力である計数結果出力を絶対値検波する第1及び第2の絶対値検波手段103及び104と、これら第1及び第2の絶対値検波手段103及び104の出力を加算する加算手段105と、この加算手段105の出力に基づいて、疑似雑音符号発生器51からの出力疑似雑音符号の位相が、受信したスペクトラム拡散信号に含まれる疑似雑音符号の位相に一致するように符号駆動装置54を制御する制御信号を生成する制御手段とを備える。

【0022】

【作用】この発明の構成によれば、受信されたスペクトラム拡散信号は、中間周波信号に変換された後、2値化され、その後の逆拡散のための帰還ループ及びデータ・ビットの復調のための帰還ループは、デジタル的に構成される。そして、カウンタ構成の第2及び第3のローパスフィルタ64及び65の出力を、それぞれ第1及び第2の絶対値検波手段103及び104で絶対値検波する。この場合、ローパスフィルタ64、65の出力は、2値信号である。このローパスフィルタ64、65の相關出力は、符号発生器51の出力疑似雑音符号と、受信信号の疑似雑音符号との相關が取れているときには、図2Aで実線(ハ)、(ニ)で示すように、三角波状になる。したがって、絶対値検波した後、加算した出力は図2Cに示すように一定の出力レベルとなり、相關が取れているか否かを確実に判別することができる。

【0023】

【実施例】第1図は、この発明によるスペクトラム拡散信号受信装置の一実施例のブロック図で、この例はGPSの受信装置の場合の例である。

【0024】アンテナ31にて受信された衛星信号(スペクトラム拡散信号)は、高周波処理回路32に供給される。また、18.414MHzの水素発振器からなる基準発振器33の出力が局部発振回路34に供給され、これより基準発振器の出力周波数と周波数比が固定された局部発振出力が得られる。

【0025】そして、この局部発振出力が高周波処理回路32に供給されて、衛星信号が第1中間周波数19.437MHzに低域変換され、さらに基準発振器33からの発振出力により第2中間周波数1.023MHzの第2中間周波信号Sifに低域変換される。この高周波処理回路32からの第2中間周波信号Sifは、2値化回路35に供給されて、所定のスレッショルド値とレベル比較されて2値化される。

6

【0026】この2値化回路35の2値化出力Sdは、イクスクルーシブオア回路で構成される信号乗算器36に供給される。

【0027】この例の場合にも、前述の例と同様に、逆拡散復調の帰還ループ50では、いわゆるタウ・ディザ追跡法が用いられ、また、データ・ビットを復調するための帰還ループ60は、コスタス・ループが用いられるが、これらはデジタル化構成とされると共に、それぞれの制御信号はマイクロコンピュータ100において、ソフトウェア処理により形成される。

【0028】すなわち、逆拡散復調のための帰還ループ50において、51は受信機側の疑似雑音符号を発生する符号発生器で、これよりは1チップ時間(GPSの衛星信号は、50bpsの軌道パラメータデータが、チップ速度1.023MHz、周期1msecの疑似雑音符号によりスペクトラム拡散変調されている)の位相差のある進み(アーリ)符号Meと遅れ(レート)符号Mdを発生する。

【0029】この符号発生器51からのアーリ符号Me及びレート符号Mdは、進み・遅れ符号選択器52に供給され、この符号選択器52がアーリ・レート切換器53からの切換信号により1msec毎に切り換えられることにより、この符号選択器52から合成疑似雑音符号が得られ、これが乗算器36に供給される。そして、この合成疑似雑音符号と2値化回路35からの2値化された中間周波信号Sdが、乗算器36で乗算される。

【0030】この場合、符号発生器51の出力符号の位相及び周波数(チップ速度)を制御するための駆動クロックを発生するクロック発生器54は、数値制御型可変周波数発振器(以下NCOという)で構成される。このクロック発生器54には、基準発振器33からの基準クロックが供給され、クロック発生器54は、この基準クロックから、マイクロコンピュータ100の制御より符号発生器51の駆動クロックを形成する。

【0031】そして、符号発生器51では、このクロック発生器54からの位相及び周波数が制御されたクロックにより、アーリ及びレートの疑似雑音符号の位相及び周波数が制御される。これにより、符号発生器51からの疑似雑音符号出力が、2値化回路35からの中間周波信号Sdに含まれる疑似雑音符号の位相及び周波数に一致するように制御され、これにより逆拡散がなされる。

【0032】データ・ビットを復調するための帰還ループ60のコスタス・ループは、NCOと90°移相器とからなるキャリア発生器61と、イクスクルーシブオアゲートからなる第1及び第2の乗算器62及び63と、カウンタからなるローパスフィルタ64及び65と、キャリア発生器61への制御信号を形成するマイクロコンピュータ100からなる。キャリア発生器61には、基準発振器33からの基準クロックが供給され、キャリア発生器61は、この基準クロックから、マイクロコンピ

ータ100の制御に応じたキャリアを発生する。

【0033】マイクロコンピュータ100は、プログラムソフトウェアによって、図1に機能ブロックとして示すような各機能を実行する。すなわち、マイクロコンピュータ100の処理機能を図1の機能ブロックについて説明すると、乗算手段101は、カウンタで構成されるローパスフィルタ64と65からのカウント値を掛け合わせ、その乗算出力として、受信信号中の搬送波成分とキャリア発生器61からのキャリアとの位相差に応じた出力を得る。ループフィルタ手段102は、この乗算手段101からの乗算出力からキャリア発生器61を制御する信号を形成し、キャリア発生器61に供給する。以上はコストス・ループ60の一部を構成する。

【0034】次に、絶対値検波手段103及び104は、ローパスフィルタ64及び65からのカウント値出力を、それぞれ絶対値検波し、その検波出力を加算手段105で加算する。この加算手段105からは、符号発生器51からの疑似雑音符号と受信信号の疑似雑音符号との相関の度合いに応じた、前述の図2Cに示したような相関レベルを示す信号が得られる。ここで、ローパスフィルタ64、65の出力を自乗検波せずに、絶対値検波したのは前述した通りである。

【0035】加算手段105の出力は、アーリ・レート切換器53からの切換信号により、選択器52に同期して切換手段106に切り換えられて、アーリデータ保持手段107及びレートデータ保持手段108に蓄積される。実質的には、切換手段106は不要で、アーリ・レート切換器53からの切換信号に応じて、アーリデータのメモリ領域とレートデータのメモリ領域を選択し、これらアーリデータ及びレートデータを各領域に蓄積する。そして、これらアーリデータ保持手段107の出力とレートデータ保持手段108の出力とは、減算手段109に供給されて、減算される。そして、その減算結果がループフィルタ手段110に供給されて、クロック発生器54の出力である符号発生器51の駆動クロックの位相制御のための数値制御信号が形成される。

【0036】また、加算手段105の出力は、サーチ信号発生手段111に供給されると共に、同期信号検出手段112に供給される。サーチ信号発生手段111は、所定の相関がとれるまで、符号発生器51の出力符号を1周期スライドさせるようにしてサーチを行うためのサーチ信号を発生する。同期検出手段112は、加算出力を監視して、サーチを行うか、ループフィルタ手段110の出力により位相制御を行うかを決定し、サーチ信号発生手段111の出力とループフィルタ手段110の出力とを切り換える切換手段113に切換信号を発生する。切換手段113の出力は、クロック発生器54に供給される。

【0037】次に、マイクロコンピュータ100の実際の処理の流れを、図1の各機能手段の参照符号を対比し

た図3～図7のフローチャートを参照しながら説明する。この図3～図7の動作は、疑似雑音符号のチップ速度である1msec毎に繰り返されるものである。したがって、カウンタ構成のローパスフィルタ64、65は、その1msec毎にリセットされる。

【0038】まず、図3について説明するに、カウンタ構成のローパスフィルタ64からのIデータを取り込み（ステップ201）、その絶対値を求める（ステップ202）。同様に、カウンタ構成のローパスフィルタ65からのQデータを取り込み（ステップ203）、その絶対値を求める（ステップ204）。

【0039】次に、ステップ202で求めたIデータの絶対値とステップ204で求めたQデータの絶対値を加算し、加算結果Aを得る（ステップ205）。そして、アーリ・レート切換器53からの切換信号を参照して、現在のモードが、符号発生器51がアーリ符号Meを出力しているアーリモードか否かを判別する（ステップ206）。その判別の結果、アーリモードであれば、加算結果Aを例えばRAMのアーリデータ記憶領域に書き込む（ステップ207）。また、レート符号Mdを符号発生器51から出力しているレートモードであれば、加算結果Aを例えばRAMのレートデータ記憶領域に書き込む（ステップ208）。

【0040】次に、図4のフローチャートに移る。この図4の部分は、図1の同期検出手段112の部分の動作に対応する。すなわち、先ず、前記ステップ205で求めた加算結果Aが、所定のスレッシュホールド値を越えているか否かを判別する（ステップ211）。これは、帰還ループ50に関して、受信した信号の疑似雑音符号と符号発生器51からの疑似雑音符号との相関が取れているか否かを判別するものである。

【0041】その判別の結果、相関が取れていると判別されると、第1のタイマSを例えば「10」（10msec）にセットし（ステップ212）、また、第2のタイマPを「30000」（30秒）にセットして（ステップ213）、後述する図6のコスタス・ループ60の制御信号を形成するフローチャートに移る。

【0042】また、ステップ211での判別の結果、相関が取れていないと判別されたときは、第1のタイマSを「1」だけ減じ（ステップ214）、このタイマSの値が「0」であるか否かを判別する（ステップ215）。その判別の結果、タイマSが「0」でなければ、図6のフローチャートに移る。

【0043】また、判別の結果、タイマSの値が「0」でないときは、第1のタイマSの値を「1」に設定し（ステップ216）、第2のタイマPの値が「0」か否かを判別する（ステップ217）。タイマPの値が「0」であれば、図5のサーチ信号発生手段111及びサーチ時のループフィルタ手段102の動作のフローチャートに移る。また、タイマPの値が「0」でなければ、この

9

タイマPの値を「1」だけ減じ(ステップ218)、後述する図7の帰還ループ50のループフィルタ手段110の動作を行うフローチャートに移る。

【0044】この場合、第1のタイマSは、帰還ループ50で一旦相関が取れている(相関ロック)と検出されたら、図4のフローチャートが10回連続して、すなわち10m秒の間連続して、相関が取れていないとステップ211で判別されたときでないと、非相関と検出しないようにするためのものである。

【0045】また、タイマPは、帰還ループ50が一旦相関ロックと検出されたら、非相関(10m秒の間連続して相関が取れていないと判別)と検出されたときであっても、そのタイマPで設定された時間、例えば30秒間は、その状態を保持し(帰還ループ60においてループフィルタ102によるキャリア発生器61の出力の制御及び帰還ループ50におけるループフィルタ110によるクロック発生器54の出力の位相及び周波数制御は行なう。)、30秒経過しても未だ相関が取れないと検出されたとき、図5の相関サーチのフローチャートに移るようにするためのものである。

【0046】すなわち、帰還ループ50で一旦相関ロックと検出されたら、ステップ211で相関が取れていないと判別されても即座には相関非ロックとせず、さらに相関非ロックと判別されても直ぐには相関サーチに移らない。このため、実際には相関関係が崩れていない状態、例えば衛星と受信装置との間に飛行機などの障害物が一時的に入る状態等の、何等かの原因で瞬時の間、相関非ロックと検出されても、時間が比較的長く掛かる後述する相関サーチの動作に移らないようにされる。このことにより、瞬時的な受信障害があっても、帰還ループ50はその影響をほとんど受けず、安定な受信を行うことができるようにされている。

【0047】次に、図5のサーチ信号発生手段110及びサーチ時のループフィルタ手段102に相当する部分のフローチャートを説明する。

【0048】この例のサーチは、次のようにして行う。すなわち、受信信号は、その中間周波信号Siで見たときには、 $1.023\text{ MHz} \pm 15\text{ kHz}$ の範囲内に存在している。そこで、この範囲内をサーチすれば、相関を取ることができる。ところが、ループフィルタ手段102の帯域幅は、一般にこのサーチ範囲よりも小さい周波数範囲、この例では $\pm 350\text{ Hz}$ しかなく、相関のサーチは、このループフィルタ帯域幅範囲でしかできない。

【0049】このため、この例では、キャリア発生器61の出力がある中心周波数 f_c のところで、符号発生器51からのアーリ及びレート符号の1周期分のスライドを行う。その1周期のスライド制御によって相関が取れなかったときには、キャリア発生器61の発振中心周波数 f_c を700 Hzずらし、符号発生器51のスライド制御を再び行う。これを $\pm 15\text{ kHz}$ の範囲において逐次行

10

うものである。なお、700 Hzずつ異なる周波数 f_c の変更は、プラス方向及びマイナス方向に交互に行うものである。

【0050】すなわち、図5においては、先ず、帰還ループ50において相関が取れていないことから、相関非ロック状態の初期化を行う(ステップ221)。次に、符号発生器51からのアーリ及びレート符号の1周期分のスライド(位相制御)が完了したか否かを判別する(ステップ222)。例えば符号発生器51からの疑似雑音符号の1周期分を全て出力して相関サーチを行うには、所定時間、この例では例えば4秒かかるので、1周期分のスライドが完了したか否かの判断は、この4秒のタイマを監視することにより行う。

【0051】このステップ222での判別の結果、4秒経過していれば、符号発生器51の出力が1周期分サーチされたにもかかわらず、相関が取れなかったことを意味するので、コストス・ループのキャリア発生器(NCO)61の発振中心周波数 f_c を予め定めたステップ幅の周波数 $\Delta f = 700\text{ Hz}$ だけ変更する数値制御信号を形成する(ステップ223)。そして、その数値制御信号をキャリア発生器61に供給する(ステップ224)。その後、符号発生器51の出力を再び、1周期スライドさせる数値制御信号を形成して、その制御信号をクロック発生器54に供給する(ステップ225)。

【0052】ステップ222での判別の結果、4秒経過していなかったときには、未だ符号発生器51の出力の1周期のスライドが終了していないことを意味するので、コストス・ループのキャリア発生器61の発振中心周波数 f_c はそのままとし、ステップ225に飛び、符号発生器51の出力を、1周期スライドさせる数値制御信号をクロック発生器54に供給し続ける。このステップ225の後には、図3のステップ201に戻る(図7参照)。

【0053】以上の相関サーチの結果、必ず、どこかで相関ロックが検出される。

【0054】そして、相関が取れたことが図4のステップ211で検出されると、前述したように、キャリア発生器61を精細に制御するための、図6のループフィルタ手段102のフローチャートに移る。このフローチャートの動作、すなわち、相関ロック状態でのキャリア発生器61の制御は、次のようにして行う。

【0055】すなわち、先ず、キャリア発生器61を前記相関の取れた発振中心周波数 f_c に設定する。そして、このキャリア発生器61の制御の基準信号である誤差信号である乗算手段101の出力を参照し、その乗算出力が正(発振周波数は高い方にずれていることを示す)のときには、キャリア発生器61の発振周波数を、その時の中心周波数 f_c に対して所定周波数幅例えば30 Hzだけ低くする。逆に乗算出力が負(発振周波数は低い方にずれていることを示す)のときには、キャリア発

生器61の発振周波数を、その時の中心周波数 f_c に対して所定周波数幅例えば30Hzだけ低くする。この周波数ずらしを、このフローチャートの動作を行う毎に、すなわち1m秒毎に行う。そして、この周波数ずらしを、例えば50m秒間行い、その50m秒間の乗算出力の正の回数と、負の回数を計数し、両回数を比較する。これを1つのカウンタで行うとすれば、乗算出力が正のときはアップカウンタ、乗算出力が負のときにはダウンカウンタすればよい。

【0056】もしも、その時のキャリア発生器61の発振中心周波数 f_c が、受信信号のキャリアにロックしているとすれば、50m秒間の前記計数値は、「0」になり、一方、その発振中心周波数 f_c がロック周波数より高いときには、前記計数値は正になり、また、その発振中心周波数 f_c がロック周波数より低いときには、前記計数値は負になる。したがって、50m秒間の前記計数値が正のときには、キャリア発生器61の発振中心周波数 f_c を所定ステップ幅、例えば1Hzだけ低くずらし、そのずらした発振中心周波数 f_c で同じ動作を行う。そして、50m秒間の前記計数値が負のときには、発振中心周波数 f_c を所定ステップ幅、例えば1Hzだけ高くずらし、そのずらした発振中心周波数 f_c で同じ動作を行う。以上の制御動作により、キャリア発生器61の発振中心周波数 f_c の受信信号のキャリアに対する精細な追従制御を行う。

【0057】すなわち、図6においては、ローパスフィルタ64及び65からのカウンタ出力を互いに乗算し、その乗算出力が負の値であるか否かを判別する（ステップ231）。その判別の結果、正であると判別されたときには、コスタス・ループについてのカウンタ値COSC
NTを「1」だけアップカウントし（ステップ232）、キャリア発生器61の発振周波数を、その時の中心周波数 f_c に対して所定周波数幅例えば30Hzだけ低くする数値制御信号を形成し（ステップ233）、これをキャリア発生器61に供給する（ステップ234）。また、ステップ231での判別の結果、負であると判別されたときには、カウンタ値COSC
NTを「1」だけダウンカウントし（ステップ235）、キャリア発生器61の発振周波数を、その時の中心周波数 f_c に対して前記所定周波数幅すなわち30Hzだけ低くする数値制御信号を形成し（ステップ236）、これをキャリア発生器61に供給する（ステップ234）。

【0058】次に、第3のタイマC（初期値は50である）の値を「1」減じる（ステップ237）。そして、そのタイマCの値が「0」であるか否かを判別する（ステップ238）。この判別の結果、タイマCの値が「0」でなければ、すなわち、発振中心周波数 f_c がセット又は変更されてから未だ50m秒経過してしなければ、次の図7のフローチャートに移る。

【0059】また、ステップ238での判別の結果、タ

イマCの値が「0」であると判別されたときには、つまり発振中心周波数 f_c がセット又は変更されてから50m秒経過したときには、カウンタ値COSC
NTが「0」か否かを判別する（ステップ239）。そして、カウンタ値COSC
NTが「0」であれば、その発振中心周波数 f_c のままとして、ステップ244に飛び、タイマCの値を初期値＝50にセットする。

【0060】一方、カウンタ値COSC
NTが「0」でなければ、そのカウンタ値COSC
NTが正であるか否かを判別する（ステップ240）。その判別の結果、正であると判別したときには、キャリア発生器61の発振中心周波数 f_c を1Hz下げる制御信号を形成し（ステップ241）、これをキャリア発生器61に出力する（ステップ243）。また、ステップ240での判別の結果、負であると判別したときには、キャリア発生器61の発振中心周波数 f_c を1Hz上げる制御信号を形成し（ステップ242）、これをキャリア発生器61に出力する（ステップ243）。

【0061】その後、ステップ244に進んで、タイマCの初期値セットを行った後、ステップ245に進んで、カウンタ値COSC
NTの値を次の50m秒間の計数のために「0」にセットする。そして、次の図7のフローチャートに移る。

【0062】図7のフローチャートは、減算手段109及びループフィルタ手段110の部分の動作を示している。この例の場合には、符号発生器51の制御は次のようにして行う。

【0063】すなわち、相関出力である加算手段105からのアーリデータEAとレートデータLAとの差D
I＝EA－LAを求め、その差D
Iの値が正で、所定値を越えているときには、すなわち、アーリ符号Meの方がより相関が強いときには、符号発生器51の出力位相をより進ませるように制御し、前記差D
Iの値が負のときで、所定値を越えているときには、すなわち、レート符号Mdの方が相関が強いときには、符号発生器51の出力を遅らせるように制御する。そして、差D
Iの値が「0」を中心に所定範囲内である時は、そのままの状態を保持するようにする。

【0064】図7の実践的な動作においては、この例の場合、前記差D
Iとして、符号発生器51の制御に関するカウンタのカウンタ値PNCNTを考える。そして、前記所定値をカウンタ値＋PN及び－PNとし、図8に示すように、カウンタ値PNCNTは、カウンタ値＋PNより大きくなるときは常に＋PNとなり、カウンタ値－PNより小さくなるときは常に－PNとなるように設定しておく。

【0065】以上の位相制御に加えて、符号発生器51の出力符号のチップ速度（周波数）のチェックを、コスタス・ループ60のキャリア発生器61の出力周波数に基づいて行うようにする。これは、符号発生器51の駆

動回路であるクロック発生器54の出力周波数と、キャリア発生器61の周波数とは、所定の関係が成立していることを利用する。すなわち、帰還ループ50がロックすれば、コストス・ループ60のキャリア発生器61の発振すべき周波数を計算で求めることができる。逆に言えば、コストス・ループ60がロックしていれば、符号発生器51の設定周波数をコストス・ループ60のキャリア発生器61の分解能で求めることができる。つまり、両者の周波数比は1:1500であるので、約1500倍の精度で帰還ループ50の周波数制御をすることができることになる。

【0066】すなわち、図7のフローチャートにおいては、まず、加算手段105の出力であるアーリデータEAとレートデータLAとの差を求め、その差EA-LAが負か否かを判別する(ステップ251)。その判別の結果、前記差が正であれば、アーリ符号Meのときの相関レベルの方が大きいので、カウント値PNCNTを「1」だけアップカウントする(ステップ252)。そして、そのカウント値PNCNTが、前記所定値+PNに等しいか否かを判別する(ステップ253)。そして、その判別の結果に応じてクロック発生器54への制御出力値をX、Y、Zの3種、用意しておく。

【0067】そして、ステップ253での判別の結果、カウント値PNCNT=+PNであるときには、制御出力値Xは、符号発生器51の出力位相をそのままの状態とする制御値Nowfとし、制御出力値Y、Zは、符号発生器51の出力位相を進ませるようにするクロック発生器54の制御値Fastとする(ステップ254)。

【0068】また、ステップ253での判別の結果、カウント値PNCNT≠PNであるときには、 $-PN < PNCNT < +PN$ であるので、制御出力値Xは、符号発生器51の出力位相を遅らせるようにするクロック発生器54の制御値Slowとし、制御出力値Yは、そのままの状態とする制御値Nowfとし、制御出力値Zは符号発生器51の出力位相を進ませるようにするクロック発生器54の制御値Fastとする(ステップ255)。

【0069】また、ステップ251での判別の結果、差DIが負であると判別されたときは、レート符号Mdのときの相関レベルの方が大きいので、カウント値PNCNTを「1」だけダウンカウントする(ステップ256)。そして、そのカウント値PNCNTが、前記所定値-PNに等しいか否かを判別する(ステップ257)。そして、ステップ257での判別の結果、カウント値PNCNT=-PNであるときには、制御出力値X、Yは、符号発生器51の出力位相を遅らせるようにするクロック発生器54の制御値Slowとし、制御出力値Zは、符号発生器51の出力位相をそのままの状態とする制御値Nowfとする(ステップ258)。また、ステップ257での判別の結果、カウント値PNCNT≠-PNであるときには、 $-PN < PNCNT < +PN$ であるので、ステップ255に

進む。

【0070】次に、コストス・ループ60のキャリア発生器61の出力周波数を用いてループ50の符号発生器51の出力周波数の計算をし、その出力周波数値に対するクロック発生器54の制御値を設定しておく(ステップ258)。そして、その制御値と、現在の符号発生器51に対するクロック発生器54の制御値とを比較し、その差が所定範囲内にあるか否かを判別する(ステップ260)。その判別の結果、前記差が所定範囲内であれば、クロック発生器54に対しての制御値を前記制御値Yとする(ステップ261)。つまり、 $-PN < PNCNT < +PN$ であるときは、そのままの状態を保持し、 $PNCNT = +PN$ であるときには、符号発生器51の出力位相を進ませるようにする制御値Fastとし、カウント値 $PNCNT = -PN$ であるときには、符号発生器51の出力位相を遅らせるようにする制御値Slowとする。

【0071】また、ステップ260での判別の結果、前記差が範囲外であれば、前記差が正であるか負であるかにより周波数が高いほうにずれているか否かを判別する(ステップ262)。その判別の結果、高いほうにずれていれば、クロック発生器54に対しての制御値を前記制御値Xとする(ステップ263)。つまり、 $-PN < PNCNT < +PN$ であるとき、また、 $PNCNT = -PN$ であるときには、符号発生器51の出力位相を遅らせるようにする制御値Slowとする。また、 $PNCNT = +PN$ であるときには、符号発生器51の出力位相をそのままの状態とする。

【0072】また、ステップ262での判別の結果、周波数が低いほうにずれていると判別されたときには、クロック発生器54に対しての制御値を前記制御値Zとする(ステップ264)。つまり、 $-PN < PNCNT < +PN$ であるときと、 $PNCNT = +PN$ であるときには、符号発生器51の出力位相を進ませるようにする制御値Fastとする。また、 $PNCNT = -PN$ であるときには、符号発生器51の出力位相をそのままの状態とする。

【0073】以上の図3～図7のフローチャートが1m秒ごとに繰り返されるものである。

【0074】なお、この発明は、GPS等の位置測定システムのみならず、スペクトラム拡散信号の受信装置の全てに適用できる。

【0075】また、搬送波の変調方式は、前述の例のような直交位相変調に限られるものではなく、種々の変調方式を使用できることはもちろんである。さらに、搬送波には、この例の軌道パラメータデータのようなデータを重畳させる必要はなく、搬送波のみを伝送するものであってもよい。

【0076】また、さらに、以上の例では、コストス・ループのキャリア発生器61の制御信号及び相関制御のための帰還ループ50の符号駆動手段としてのクロック発生器54の制御信号の形成は、マイクロコンピュータ

100を用いて行ったが、デジタル回路で構成することも勿論できる。

【0077】

【発明の効果】以上説明したように、この発明によれば、受信信号の疑似雑音符号と受信装置の疑似雑音符号との相関を取る制御信号は、ローパスフィルタの出力の絶対値検波したものを加算して得るようにしているので、図2Cに示したように、相関が取れているときの相関レベル出力は、一定となり、相関判定が容易にできる。

【0078】また、この発明によれば、スペクトラム拡散変調信号の受信装置を、デジタル高集積化と、ソフトウェア化によって構成でき、低価格化、小形化、低消費電力化、高品質化を実現することができる。

【0079】また、この発明では、相関を取るための帰還ループでは、中間周波信号を2値化して疑似雑音符号発生器の出力と乗算するので、従来のような平衡変調器を必要とせず、そのため、平衡変調器の平衡性を保つための回路技術を要しない。

【0080】また、デジタル化した構成であるので、可変周波数発振器はNCOが使用でき、従来のようなVCOを使用する必要がなく、VCOの線形性を維持するための回路技術を要しないと言うメリットがある。

【0081】また、以上のようにデジタル構成であるので、前述したようなアナログ回路技術を必要とせずに、安定な受信をすることができ、多チャンネル受信機に適用したとき、チャンネル間の干渉とバラツキが無い。

【図面の簡単な説明】

【図1】この発明によるスペクトラム拡散信号受信装置の一実施例のブロック図である。

【図2】受信信号中の疑似雑音符号と、受信装置側の疑似雑音符号との相関に応じたレベル出力を説明するための図である。

【図3】図1の実施例のマイクロコンピュータ100の一部の動作のフローチャートである。

【図4】図1の実施例のマイクロコンピュータ100の一部の動作のフローチャートである。

【図5】図1の実施例のマイクロコンピュータ100の一部の動作のフローチャートである。

【図6】図1の実施例のマイクロコンピュータ100の一部の動作のフローチャートである。

10 【図7】図1の実施例のマイクロコンピュータ100の一部の動作のフローチャートである。

【図8】図7のフローチャートの動作原理を説明するための図である。

【図9】従来のスペクトラム拡散信号受信装置の一例のブロック図である。

【符号の説明】

32 RF処理回路

33 基準発振器

35 2値化回路

36 信号乗算回路

20 50 逆拡散のための帰還ループ

51 受信装置側の疑似雑音符号を発生する符号発生器

54 符号発生器51を駆動するためのクロック発生器(NCO)

60 コスタス・ループ

61 キャリア発生器(NCO)

62, 63 信号乗算回路

64 第1のローパスフィルタ

65 第2のローパスフィルタ

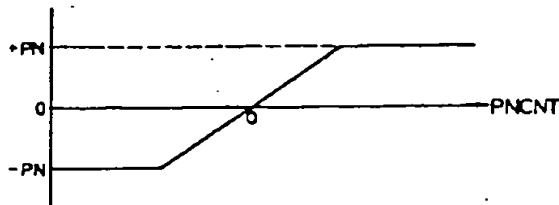
100 マイクロコンピュータ

30 103 第1の絶対値検波手段

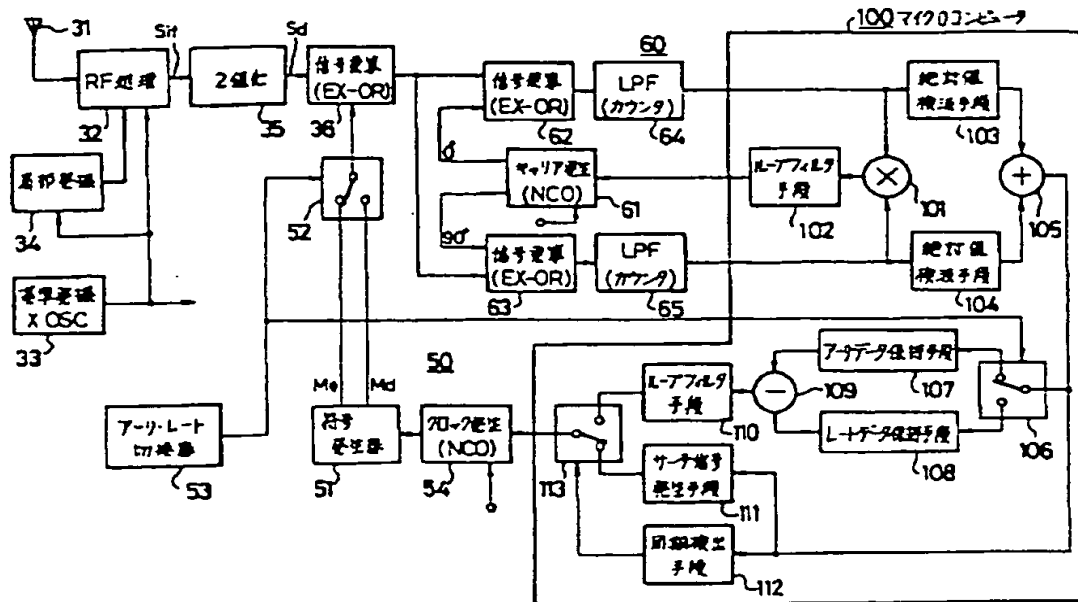
104 第2の絶対値検波手段

105 加算手段

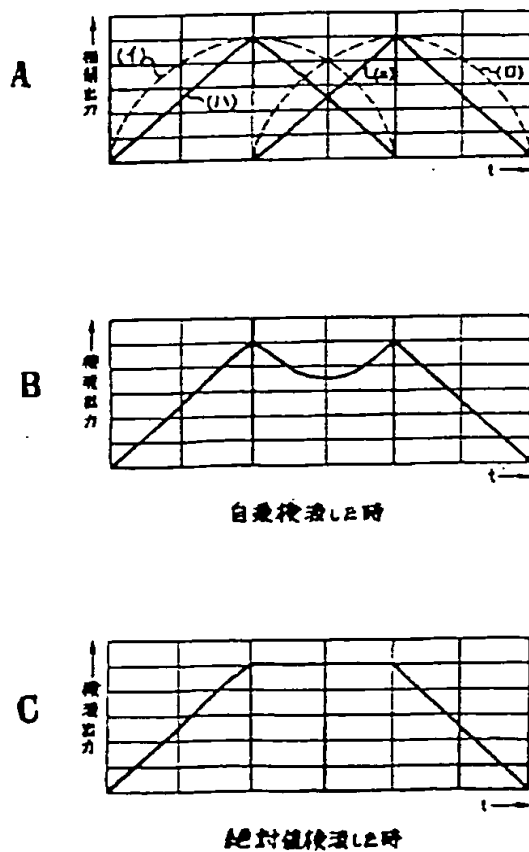
【図8】



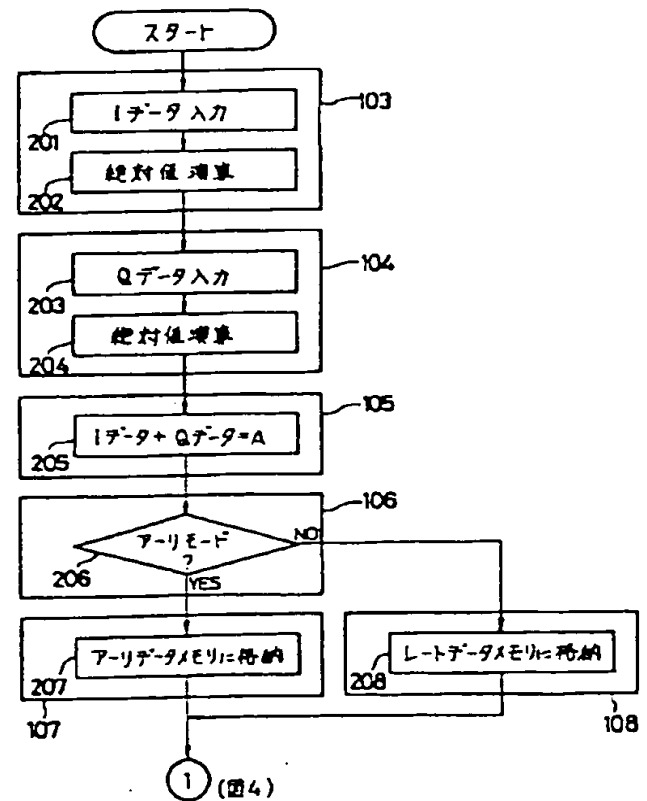
【図1】



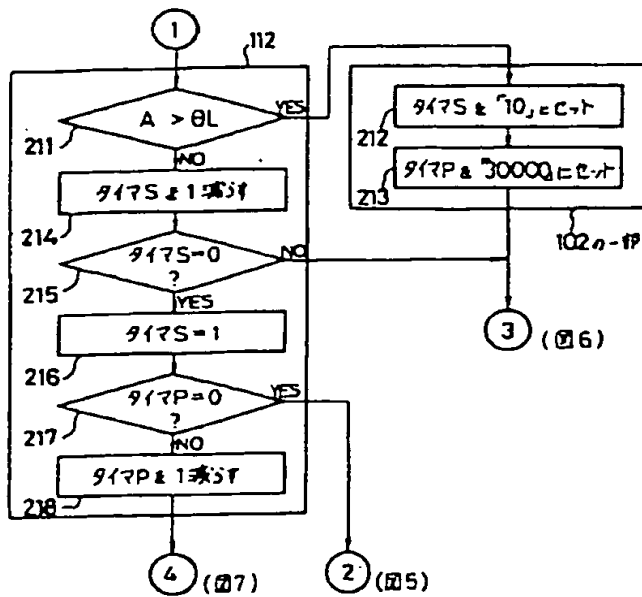
【図2】



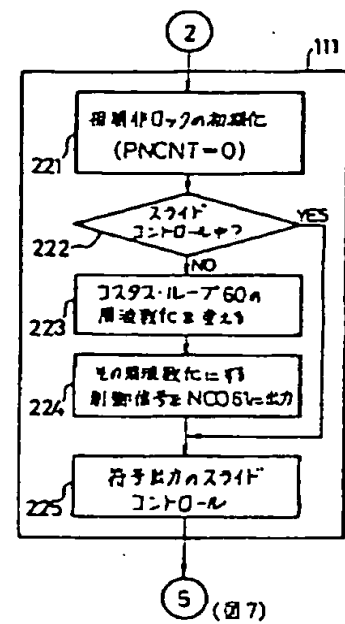
【図3】



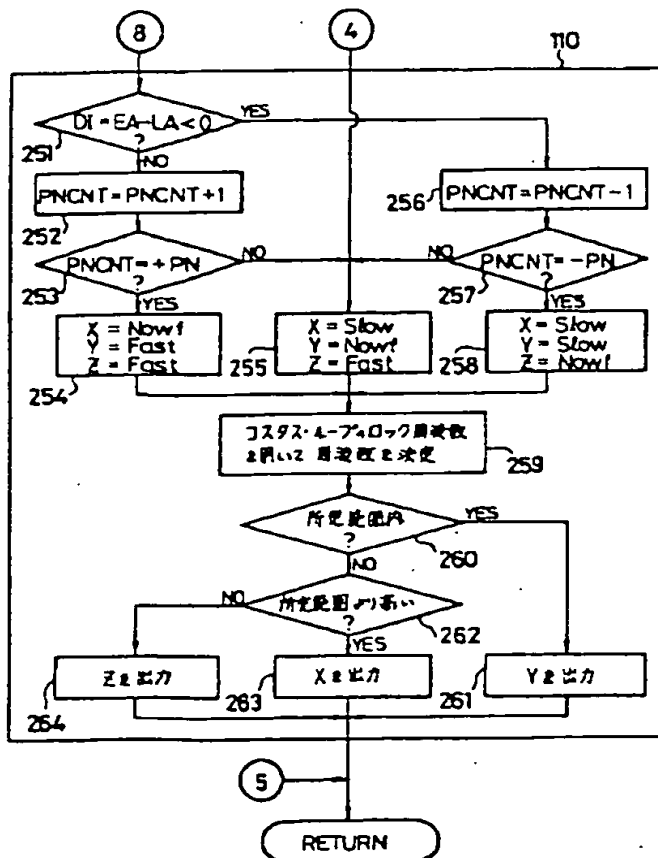
【図4】



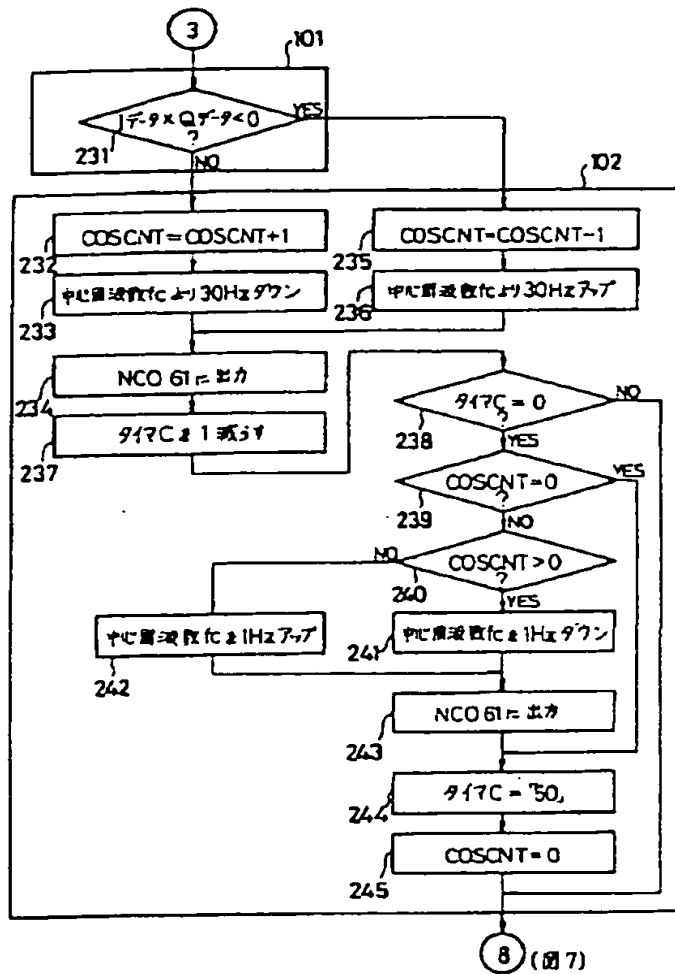
【図5】



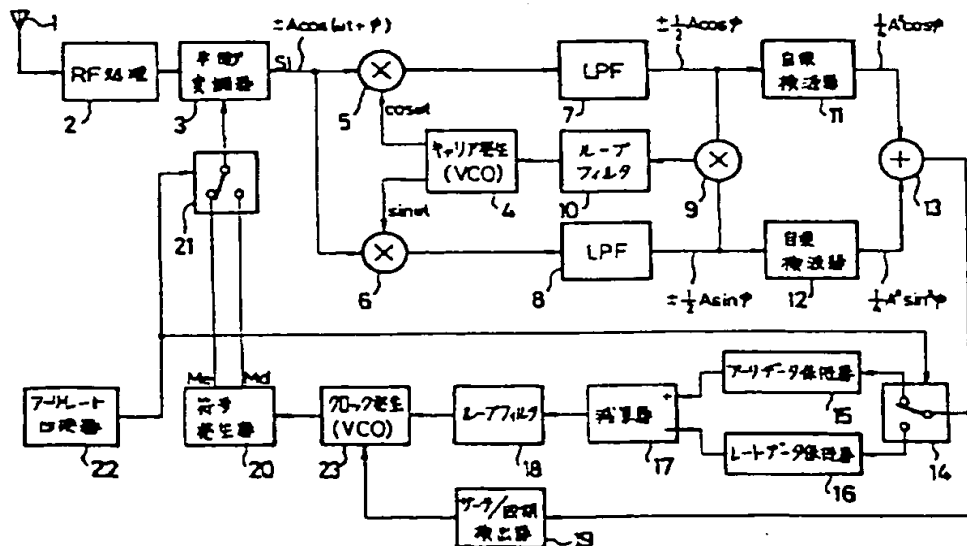
【図7】



【図6】



【図9】



フロントページの続き

(72)発明者 森永 英一郎

東京都品川区北品川6丁目7番35号 ソニ

ー株式会社内

**This Page is Inserted by IFW Indexing and Scanning
Operations and is not part of the Official Record**

BEST AVAILABLE IMAGES

Defective images within this document are accurate representations of the original documents submitted by the applicant.

Defects in the images include but are not limited to the items checked:

- ☐ **BLACK BORDERS**
- ☐ **IMAGE CUT OFF AT TOP, BOTTOM OR SIDES**
- ☒ **FADED TEXT OR DRAWING**
- ☐ **BLURRED OR ILLEGIBLE TEXT OR DRAWING**
- ☐ **SKEWED/SLANTED IMAGES**
- ☐ **COLOR OR BLACK AND WHITE PHOTOGRAPHS**
- ☐ **GRAY SCALE DOCUMENTS**
- ☐ **LINES OR MARKS ON ORIGINAL DOCUMENT**
- ☐ **REFERENCE(S) OR EXHIBIT(S) SUBMITTED ARE POOR QUALITY**
- ☐ **OTHER:** _____

IMAGES ARE BEST AVAILABLE COPY.

As rescanning these documents will not correct the image problems checked, please do not report these problems to the IFW Image Problem Mailbox.